

계통연계형 태양광발전 시스템의 주파수 변동에 의한 새로운 고립운전 검출기법

論 文

54B-6-5

Novel Islanding Detection Method using Frequency Drift for Grid-connected PV System

殷碩峻* · 金興根† · 崔鐘宇** · 李東椿***

(Suk-Jun Eun · Heung-Geun Kim · Jong-Woo Choi · Dong-Chun Lee)

Abstract - PV system's islanding occurs when the utility grid is removed but local sources continue to operate and provide power to local loads. Islanding is one of the serious problems in an electric power system connected with dispersed power sources. Also, this can present safety hazards and the possibility of damage to other electric equipments. If the real and reactive power of RLC load and PV system are closely matched, islanding detection by passive methods becomes difficult. This paper shows the simulation and comparison for the previous active methods and novel islanding detection method using frequency drift is proposed for grid-connected PV system.

Key Words : Islanding Detection Method, Dispersed Power Sources, Frequency Drift, Active Method, Grid-connected PV System

1. 서 론

다수의 태양광발전 시스템을 포함한 배전선이 작업으로 인한 정전 혹은 사고 등의 원인으로 계통에서 분리되더라도 태양광발전 시스템의 출력과 배전선 부하의 소비전력이 균형을 이루면 태양광발전 시스템이 배전선 부하를 떠맡아 운전을 계속한다. 이 현상을 고립운전이라고 한다. 이런 상태가 지속 되면 선로 유지·보수자의 감전사고가 발생할 우려가 있고 전기설비에 나쁜 영향을 줄 수 있다^[1].

또한 고립운전 중에 계통이 다시 복구되면 계통전압과의 위상오차로 인하여 태양광발전 시스템이나 배전계통 설비가 손상될 수도 있다. 따라서 계통에서의 전원 공급이 끊겼을 경우에는 이를 즉시 검출하여 발전을 중단해야 한다. 고립운전 검출기법으로는 연계점(PCC; point of common coupling)에서의 전압이나 주파수를 검출하여 허용 범위를 벗어나면 고립운전으로 판정하는 수동검출법과 인버터 출력전류에 변동을 주었을 때 연계점에서 전압이나 주파수의 변화를 이용하여 고립운전을 검출하는 능동검출법이 있다.

본 논문에서는 고립운전 발생시의 현상을 시뮬레이션을 통해 고찰하였으며, 기존의 능동검출법 중에서 주파수 바이어스 방법, 샌디아 주파수 변동 방법, 주파수 점프 방법^[2]을 비교, 분석하고, 주파수 변동에 의한 새로운 고립운전 검출기법을 제안하고 Matlab 시뮬레이션을 통하여 검증하였다.

2. 본 론

2.1 고립운전 현상 고찰

계통연계형 태양광발전 시스템은 태양광발전 전력을 부하에 공급할 때, 부족전력은 상용 전력계통으로부터 공급받고, 잉여전력은 상용전력 계통에 공급하는 시스템이다. 그림 1은 PV(Photovoltaic)시스템과 계통간의 전력의 흐름을 나타내고 있는데, PV시스템, 수용가 그리고 스위치(퓨즈, 재폐로, 차단기 등)로 구성되어 있다. 여기서 PV시스템, 계통 그리고 수용가가 공통으로 연결된 마디 a를 연계점이라고 한다.

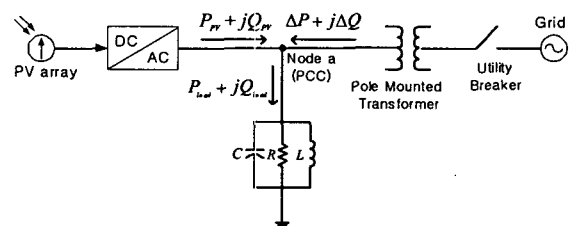


그림 1. PV 시스템과 계통의 전력흐름

Fig 1. PV System and Power Flow.

수용가를 RLC병렬로 나타내었는데, 그 이유는 일반적인 부하인 경우에는 고립운전이 발생되면 연계점의 전압이나 주파수가 변하기 때문에 수동 검출법으로 고립운전을 쉽게 검출할 수 있는 반면에, RLC병렬부하인 경우에는 계통이 분리되더라도 LC공진에 의해서 연계점의 전압이나 주파수가 유지될 수도 있어 검출이 어렵기 때문에 이러한 조건을 가정하였다. 연계점의 전압을 V_a 라고 하면 부하측 유효전력 P_{load}

† 교신저자, 正會員 : 경북대학교 전자전기공학부 정교수
E-mail : kimhg@knu.ac.kr

* 正會員 : 경북대학교 대학원 전기공학과 석사

** 正會員 : 경북대학교 전자전기공학부 부교수

*** 正會員 : 영남대학교 전기공학과 부교수

接受日字 : 2005年 1月 4日

最終完了 : 2005年 5月 16日

와 무효전력 Q_{load} 는 각각 식 (1), (2)와 같다.

$$P_{load} = \frac{V_a^2}{R} \quad (1)$$

$$Q_{load} = V_a^2 \left[\frac{1}{\omega L} - \omega C \right] \quad (2)$$

계통측에서 유입되는 유효전력 ΔP , 무효전력 ΔQ 는 각각 식(3), (4)와 같다.

$$\Delta P = P_{load} - P_{PV} \quad (3)$$

$$\Delta Q = Q_{load} - Q_{PV} \quad (4)$$

PV시스템의 출력전류는 연계점의 전압과 동상이 되도록 제어되기 때문에 Q_{PV} 는 영이 되므로 $\Delta Q = Q_{load}$ 가 된다. 따라서 $\Delta Q = 0$ 이 될 조건은 $\omega = 1/\sqrt{LC} = \omega_0$ 이다. 이 경우에는 계통이 분리되더라도 LC공진에 의해서 연계점에서의 주파수가 그대로 유지된다. 반면에 $\Delta Q > 0$ 이면 $\omega < \omega_0$ 이므로 주파수가 증가하고 $\Delta Q < 0$ 이면 $\omega > \omega_0$ 이므로 주파수가 감소한다.

한편 $\Delta P = 0$ 인 경우에는 계통이 분리되더라도 PV시스템이 부하에서 요구되는 유효전력을 공급하기 때문에 연계점의 전압 변동이 없는데 $\Delta P > 0$ 이면 PV시스템 공급전력이 부족하여 연계점 전압이 감소하고 $\Delta P < 0$ 이면 PV시스템 공급전력이 부하 전력보다 크기 때문에 연계점 전압이 증가한다. 따라서 연계점에서의 전압과 주파수를 검출하여 고립운전 상태를 판단할 수 있다. 이를 그림으로 나타내면 그림 2와 같다.

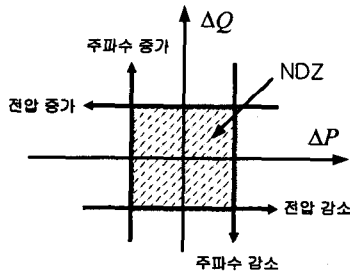


그림 2. 검출불능영역
Fig 2. NDZ(Non-Detection Zone)

전압이나 주파수가 허용 범위를 벗어나면 인버터의 보호기능에 의해 PV 시스템의 전력 공급을 차단하게 되는데, 계통 전압의 허용범위는 정격효치의 88~110% 계통주파수의 허용범위는 59.3~60.5[Hz]로 IEEE 929-2000에서 규정하고 있다^[3]. 따라서 고립운전 상태가 발생되더라도 검출할 수 없는 영역 즉, 검출불능영역(NDZ; Non-Detection Zone)이 존재하게 되는데, 이 영역에서도 고립운전 상태를 검출할 수 있는 다양한 방법들이 연구되고 있다^[4~7].

2.2 고립운전 현상파악

다음은 고립운전이 일어나는 상황을 시뮬레이션을 이용하

여 구현하였다. 본 논문에서의 시뮬레이션은 연계점 전압의 주파수, 위상, 실효치를 검출하기 위해서 디지털 PLL제어기법^[8]을 사용하였으며, PV시스템의 출력은 3,000[W]이고, RLC 부하조건은 고립운전 발생시 검출하기 어려운 조건이 되도록 하였다. 즉, 저항 부하는 220[V]일때 부하전력이 3,630[W], 3,000[W], 2,745[W]로서 $\Delta P = 630[W]$, $\Delta P = 0[W]$, $\Delta P = -255[W]$ 에 해당하는 값으로 $R = 13.33[\Omega]$, $16.13[\Omega]$, $17.63[\Omega]$ 이 되는 값으로 하였다. 인덕턴스 L은 $L = 3,198.27 [\mu H]$ 로 선정하고, 공진주파수는 식 (5)에 의하여 $f_0 = 59.7[Hz]$, $60[Hz]$, $60.3[Hz]$ 에 해당하는 C의 값은 각각 $2,222.16[\mu F]$, $2,200.00[\mu F]$, $2,178.16[\mu F]$ 가 되고, 이때 ΔQ 는 각각 $-404 [Var]$, 0 , $+399[Var]$ 이다.

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (5)$$

그림 3은 정상운전 상태에서 0.5초인 순간 고립운전 상황이 발생하였다는 가정 하에 표 1의 조건으로 시뮬레이션하였다.

표 1. 시뮬레이션 조건
Table 1. Conditions for Simulation.

(a)	$\Delta P = 0[W]$	$\Delta Q = 0[Var]$
(b)	$\Delta P = 0[W]$	$\Delta Q = 399[Var]$
(c)	$\Delta P = -255[W]$	$\Delta Q = 0[Var]$
(d)	$\Delta P = 630[W]$	$\Delta Q = -404[Var]$

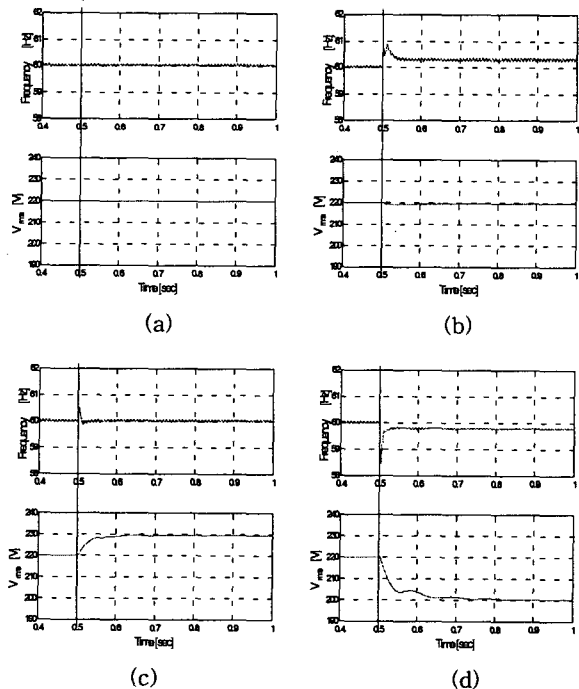


그림 3. 고립운전 현상 시뮬레이션
Fig 3. Simulation of Islanding Phenomena.

그림 3의 시뮬레이션 결과로부터 표 1의 조건인 경우는 고립운전이 발생되더라도 전압과 주파수가 허용범위 내에 있기

때문에 수동 검출법으로는 검출할 수 없음을 알 수 있다.

2.3 능동검출법

능동검출법은 인버터 출력전류에 변동을 주었을 때 연계점에서 전압이나 주파수의 변동을 측정하여 고립운전을 검출하는 방법이다. 계통이 연결된 상태에서는 인버터 출력전류에 변동을 주어도 연계점 전압이나 주파수는 변동이 없는데, 고립운전이 발생되면 인버터 출력전류의 변동에 의해서 연계점의 전압이나 주파수가 변하며 그 변화가 허용 범위를 벗어난다면 고립운전으로 판정하여 PV 인버터의 동작을 정지시킨다.

그림 1에서 인버터의 출력 전류는 식(6)과 같이 전류원으로 표시할 수 있다.

$$i_{PV} = I_{PV} \sin(\omega_{PV}t + \phi_{PV}) \quad (6)$$

식(6)에서 세 가지 파라미터 I_{PV} , ω_{PV} , ϕ_{PV} 는 PV 인버터에서 능동적인 방법에 사용되는 파라미터로서 양궤환 파라미터라고 하며, 이 파라미터를 사용하여 PV 인버터의 출력전류에 변화를 주어 고립운전시 연계점의 전압이나 주파수를 강제적으로 변화도록 만들어준다. 주파수를 이용한 능동검출법에는 주파수 바이어스 방법, 샌디아 전압/주파수 변동 방법, 주파수 점프 방법 등이 있다.

2.3.1 주파수 바이어스 방법(FB Method)

주파수 바이어스 방법은 PV 인버터의 출력전류에 약간의 데드타임(dead time)을 주어 연계점에 공급하는 방법으로 그림 4와 같이 약간 왜곡된 인버터 출력전류를 부하에 공급한다.

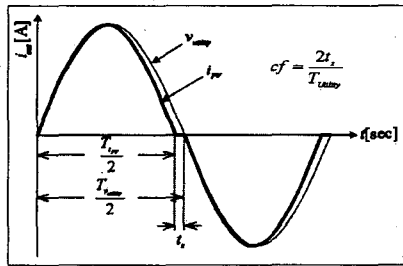


그림 4. 주파수 바이어스 방법
Fig 4. Frequency Bias Method.

그림 4에서 cf (chopping fraction)는 계통전압의 반주기 ($T_{utility}/2$) 동안에 데드타임(dead time) t_z 가 어느 정도 되는지를 나타내는 비율로서 식(7)로 표현되고 연계점 전압과의 위상은 식(8)로 나타낼 수 있다.

$$cf = \frac{2t_z}{T_{Utility}} \quad (7)$$

$$\tan^{-1} \left[R \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \right] = \frac{\pi \cdot cf}{2} \quad (8)$$

인버터 출력전류지령 i_L^* 은 식(9)로 나타낼 수 있는데, I_L^* 은 직류 링크단 전압을 일정하게 제어하기 위한 전압제어기 출력으

로서 인버터 전류 지령치의 크기이고, 고립운전시 i_L^* 에 의한 연계점에서의 전압은 식(10)과 같다.

$$i_L^*(t) = I_L^* \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \cdot cf \right) \quad (9)$$

$$v_a = V_m \sin \left(\omega t + \frac{\pi}{2} \cdot cf + \phi \right) \quad (10)$$

식 (10)에서 $\phi = \tan^{-1} [R(\omega L) - \omega C]$ 이고, 단위역률제어에 의해 $\frac{\pi}{2} \cdot cf + \phi = 0$ 이 될 때까지 연계점에서의 주파수는 변

하며, 연계점의 주파수를 ω_a 라 하면 $\frac{\pi}{2} \cdot cf = -\phi$ 이 되는 주파수로 변한다. ω_a 에 대한 2차방정식으로 나타내면 식 (11)로 표현된다.

$$\omega_a^2 - \frac{1}{RC} \cdot \tan \left(\frac{\pi}{2} \cdot cf \right) \cdot \omega_a - \frac{1}{LC} = 0 \quad (11)$$

식 (11)의 해는 두개지만 주파수는 음이 될 수 없으므로 음의 값을 버리면 근은 식 (12)와 같다.

$$\omega_a = \frac{1}{2} \left[\frac{1}{RC} \tan \left(\frac{\pi}{2} \cdot cf \right) + \sqrt{\left\{ \frac{1}{RC} \tan \left(\frac{\pi}{2} \cdot cf \right) \right\}^2 + \frac{4}{LC}} \right] \quad (12)$$

식 (12)로부터 $\frac{\pi}{2} \cdot cf = 0$ 이면 $\omega_a = \omega_o (= 1/\sqrt{LC})$ 이고 $\frac{\pi}{2} \cdot cf \neq 0$ 이면 ω_a 가 상승하게 된다. 즉, 고립운전이 발생하면 연계점의 추정 주파수는 계통 주파수보다 약간 상승하게 된다.

그림 5에서 (a)는 원래의 인버터 전류지령이고, (b)는 cf 가 10%인 전류지령을 인버터 출력전류로 사용하였을 때의 파형이다. (c)는 원래의 전류지령과 데드타임이 첨가된 전류지령을 비교하여 보여주고 있다.

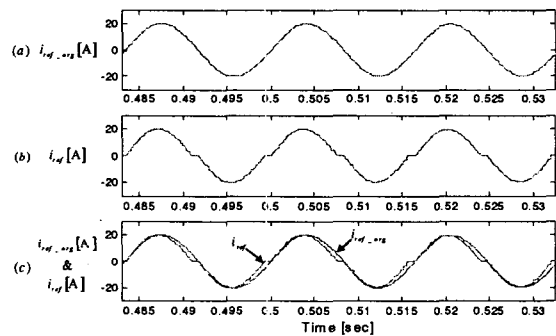


그림 5. 주파수 바이어스 방법을 이용한 전류지령
Fig 5. Current Command for FB Method.

표 2는 cf 가 10%인 전류지령을 사용하였을 경우의 주파수 변화를 나타낸 것이고 주파수 바이어스 방법을 사용하였을 경우 식 (12)에 의해서 부하의 공진주파수를 0.3[Hz]정도 상승시키는 결과가 나타남을 예측할 수 있다.

표 2. 주파수 바이어스 방법 사용시 주파수 변화
Table 2. Frequency Variation in case of FB Method.

cf	공진주파수 [Hz]	측정주파수[Hz]	
		수동검출법	주파수 바이어스 방법
10 %	59.7	59.7	60.0
	60.0	60.0	60.3
	60.3	60.3	60.6

그림 6은 0.5초에서 고립운전이 발생되었을 경우의 시물레이션 결과를 나타내었다.

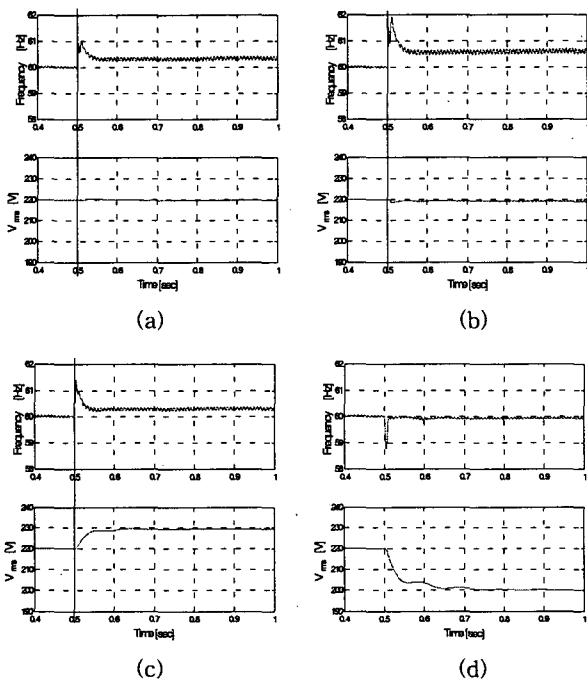


그림 6. 주파수 바이어스 방법을 이용한 고립운전 시물레이션
Fig 6. Simulation of Islanding Phenomena for FB Method

표 2와 그림 6의 시물레이션 결과에서 확인할 수 있듯이 고립운전시 연계점에서의 주파수를 상승시켜 검출이 가능하도록 만들어 준다. (a)의 경우는 $\Delta P = 0, \Delta Q = 0$ 인 경우인데 $f_o = 60[\text{Hz}]$ 인 경우로서 주파수가 0.3[Hz]상승되어 나타남을 알 수 있고 허용범위 내에 존재하기 때문에 검출이 불가능하다. (b)의 경우 $\Delta Q \neq 0$ 이면서 $f_o = 60.3[\text{Hz}]$ 인 공진주파수를 갖고 있는 부하일 경우에는 허용범위를 벗어나므로 검출이 가능하다. (c)는 $\Delta P < 0, \Delta Q = 0$ 로서 주파수의 변동이 적어 NDZ영역 내에 존재하기 때문에 검출이 불가능하다. (d)는 $\Delta P > 0, \Delta Q < 0$ 인 경우로서 $f_o = 59.7[\text{Hz}]$ 인 경우인데 검출되어진 주파수가 상승되어 60[Hz]가 되어 검출이 불가능하다. 다시 말하자면, 이 방법을 사용하였을 경우에는 수동법에서 검출하지 못했던 영역을 검출할 수 있는 반면, 검출할 수 있었던 영역이 검출 불능영역이 되는 경우가 발생됨을 알 수 있다.

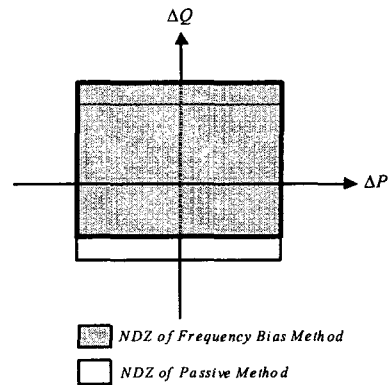


그림 7. 검출불능영역 비교
Fig. 7. Comparison of NDZ

그림 7은 주파수 바이어스 방법을 사용하였을 때의 NDZ의 변화를 그래프로 나타낸 것이다. 여기서 확인할 수 있듯이 주파수 바이어스 방법을 사용하면 고립운전시 연계점의 주파수가 상승함을 알 수 있다.

2.3.2 샌디아 주파수 변동 방법(SFS Method)

샌디아 주파수 변동 방법은 그림 4에서의 주파수 바이어스 방법과 유사한데, 주파수 바이어스 방법은 데드타임을 고정시켜 인버터 출력지령전류로 사용하지만, 샌디아 주파수 변동 방법에서는 연계점 전압의 주파수 변화에 따른 변화를 데드타임에 적용시켜 이 데드타임을 변동시켜 줌으로써 주파수를 발산(수렴)시켜 고립운전을 검출하는 방법이다.

인버터 출력지령전류는 $i_L^* = I_L^* \sin \hat{\omega} t$ 이고, cf는 식 (13)으로 정의된다.

$$cf = cf_o + K(f_a - f_{line}) \tag{13}$$

여기서 cf_o 는 주파수의 오차가 없을 때의 cf, f_a 는 연계점에서 검출되어진 주파수, f_{line} 은 계통의 주파수를 나타내고, K는 가속이득으로 고립운전시 주파수를 증가 혹은 감소하도록 해주는 상수이다. 그리고 위상은 식(14)로 정의되어진다.

$$\tan^{-1} \left[R \left(\omega C - \frac{1}{\omega L} \right) \right] = \frac{\pi \cdot (cf_{k-1} + K\Delta\omega)}{2} \tag{14}$$

따라서 인버터 출력지령전류는 식 (14)의 $\Delta\omega$ 에 의해 고립운전시 데드타임이 증가 혹은 감소하게 된다. 따라서 인버터 출력지령전류는 데드타임이 계속 변화하는 전류를 부하로 공급하게 되고, 허용범위를 벗어나게 되면 인버터의 동작을 차단하게 된다.

그림 8은 고립운전이 일어났을 때의 전류지령을 시물레이션을 통하여 비교하였다. 그림에서 (a)는 원래의 전류지령이고 (b)는 SFS방법을 사용했을 때 고립운전시의 전류지령의 변화를 나타내고 있다. (c)는 고립운전시 나타나는 변화를 원래의 전류지령과 비교한 파형이다.

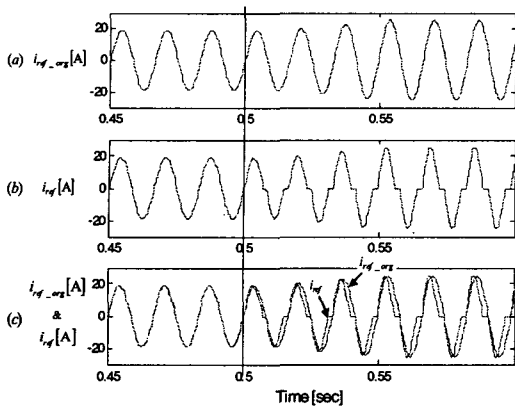


그림 8. SFS방법을 이용한 고립운전시 PV인버터 전류지령
Fig 8. Current Command for SFS Method.

그림 8(b)에서 계통으로부터의 전원공급이 차단되기 전에는 원래의 전류지령과 같고, 고립운전이 일어나게 되면 데드타임이 증가하고 있음을 볼 수 있다.

그림 9는 SFS방법을 사용하였을 경우 고립운전시 연계점에서의 추정 주파수와 전압의 크기 변화를 시뮬레이션을 통해 보여주고 있다.

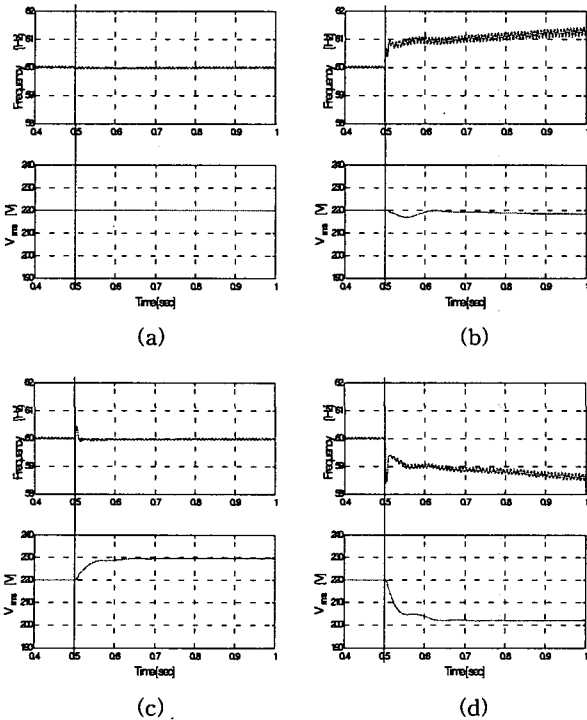


그림 9. SFS방법을 이용한 고립운전 시뮬레이션
Fig 9. Simulation of Islanding Phenomena for SFS Method

그림 9(a)는 $\Delta P = 0, \Delta Q = 0$ 인 경우로서 전압이나 주파수가 전혀 변동이 없기 때문에 검출이 불가능함을 보여준다. (b)는 $\Delta P = 0, \Delta Q \neq 0$ 인 경우($f_0 = 60.3$ [Hz])인데, 수동법에서는 검출이 불가능했으나 SFS방법으로 검출이 가능하며, (c)는 $\Delta P < 0, \Delta Q = 0$ 인 경우로서 주파수의 변동이 없기 때문

에 검출이 불가능하다. (d)는 $\Delta P > 0, \Delta Q < 0$ 인 경우($f_0 = 59.7$ [Hz])로서 검출이 가능함을 확인할 수 있다.

그림 9의 시뮬레이션 결과에서 볼 수 있듯이 샌디아 주파수 변동법은 $\Delta Q \neq 0$ 인 부하조건일 경우에만 주파수를 발산시켜 고립운전을 검출할 수 있다.

표 3은 FB방법을 사용했을 때와 SFS방법을 사용했을 때 검출된 주파수의 변화를 비교한 것이고, 그림 10은 SFS 방법을 사용하였을 때의 NDZ를 그래프로 나타내었다.

표 3. FB 방법과 SFS 방법 사용시 주파수 변화 비교
Table 3. Comparison of Frequency Variation

cf	공진주파수 [Hz]	측정주파수[Hz]	
		FB	SFS
10%	59.7	60.0	계속 감소
	60.0	60.3	60.0
	60.3	60.6	계속 증가

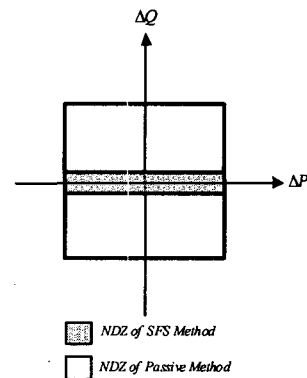


그림 10. SFS 방법 사용시 검출불능영역
Fig 10. NDZ for SFS Method.

그림 9의 시뮬레이션 결과와 그림 10에서 보듯이 샌디아 주파수 변동 방법은 NDZ가 수동법에 비해 ΔQ 에 대해서는 현저히 좁아지지만 ΔP 에 대해서는 효과가 없다는 것을 알 수 있다. SFS방법은 주파수 바이어스 방법보다는 효과적으로 고립운전을 검출할 수 있다.

2.3.3 주파수 점프 방법(FJ Method)

이 방법은 주파수 바이어스 방법을 그대로 사용하되 PV인버터 출력전류에 매 주기마다 데드타임을 주는 것이 아니라 일정주기 동안 반복하여 주파수 바이어스 방법을 사용하는 방법이다.

그림 11은 주파수 점프 방법을 사용한 PV인버터 전류지령을 나타내었는데, 고립운전이 일어났을 때의 전류지령을 시뮬레이션을 통하여 비교하였다. 그림에서 (a)는 원래의 전류지령이고 (b)는 FJ방법을 사용했을 때 전류지령을 나타내고 있고, (c)는 원래의 전류지령과 비교한 파형이다.

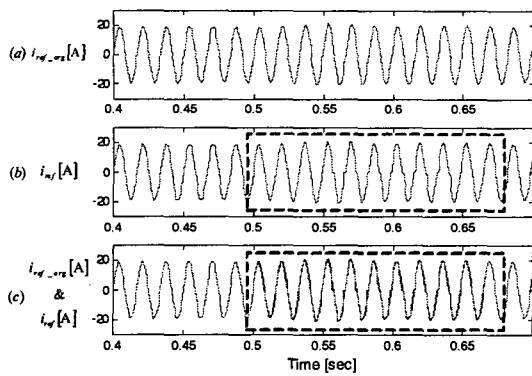


그림 11. 주파수 점프 방법을 이용한 전류지령
Fig 11. Current Command for FJ Method.

그림 12는 10주기마다 \mathcal{C} 가 10%인 전류지령을 주고, 0.5초인 순간 고립운전이 발생했을 때에 연계점의 추정 주파수와 전압의 크기가 변화하는 것을 시뮬레이션한 결과이다.

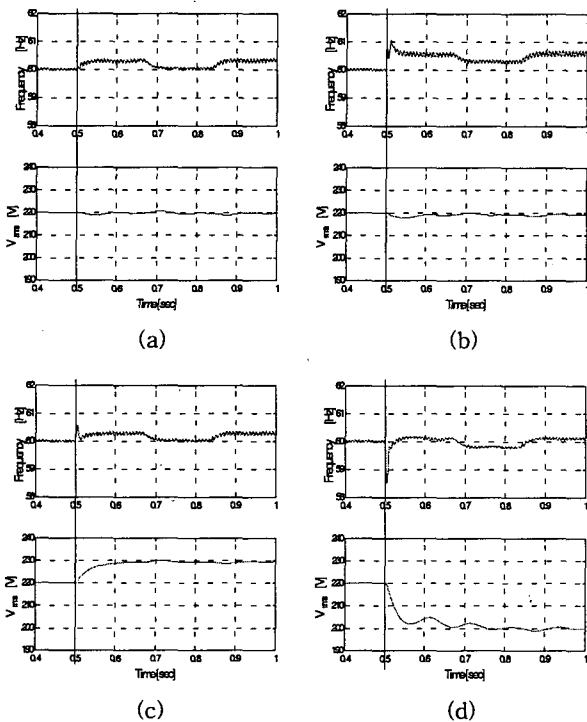


그림 12. 주파수 점프방법을 이용한 고립운전 시뮬레이션
Fig 12. Simulation of Islanding Phenomena for FJ Method

그림 12의 시뮬레이션 결과에서 확인할 수 있듯이 주파수 바이어스 방법처럼 고립운전시 연계점에서의 주파수를 상승시켜 검출이 가능하도록 만들어 준다. (a)의 경우는 $\Delta P=0$, $\Delta Q=0$ 인 경우인데 $f_o=60$ [Hz]일때 10주기 동안의 주파수는 0.3[Hz]상승되어 나타나고, 허용범위 내에 존재하기 때문에 검출이 불가능하다. (b)의 경우는 $\Delta Q \neq 0$ 일때 $f_o=60.3$ [Hz]인 공진주파수를 갖고 있는 부하일 경우에는 10주기 동안에는 0.3[Hz]상승되어 검출주파수가 60.6[Hz]가 되어 허용범위

를 벗어나므로 검출이 가능하다. (c)는 $\Delta P < 0$, $\Delta Q = 0$ 인 경우 주파수가 NDZ영역 내에 존재하기 때문에 검출이 불가능하다. (d)는 $\Delta P > 0$, $\Delta Q < 0$ 인 경우로서 $f_o=59.7$ [Hz]일때 연계점에서 추정된 주파수는 10주기 동안 주파수가 상승하게 되어 60[Hz]가 되어 검출이 불가능하다. 이 방법을 사용하였을 경우에도 수동법에서 검출하지 못했던 영역을 검출할 수 있는 반면, 검출할 수 있었던 영역이 검출 불가능영역이 되는 경우가 발생된다. 따라서 그림 7과 비슷한 NDZ 영역을 가진다.

이 방법도 주파수 바이어스 방법과 같이 마이크로 컨트롤러를 기반으로 사용하는 인버터에서는 쉽게 처리가 가능하여 추가적인 비용이 필요 없는 반면, PV인버터 출력전류가 항상 10주기마다 데드타임구간이 존재하는 왜곡된 전류를 출력하므로 PV인버터 출력전류의 THD가 증가한다.

계통연계형 태양광발전 시스템에서의 고립운전 검출 방법들을 각각의 부하 조건에 따라 시뮬레이션하여 비교하였다. 주파수 바이어스 방법과 주파수 점프 방법은 부하의 공진주파수가 계통의 주파수인 60[Hz]보다 높은 경우에는 검출이 가능하지만 낮은 주파수를 갖는 부하인 경우에는 검출이 어려움을 확인할 수 있었다. SFS방법은 부하의 공진주파수가 높거나 낮은 경우 즉, $\Delta Q \neq 0$ 인 경우에만 검출이 가능함을 확인할 수 있었다. 따라서, 계통연계형 태양광발전 시스템에서의 고립운전 방지를 위한 능동검출법 중에서 SFS방법이 비교적 효과적임을 확인할 수 있었다⁹⁾.

2.4 주파수 변동 방법에 의한 새로운 고립운전 검출기법

현재까지의 검출기법들 중에 주파수 바이어스 방법과 주파수 점프 방법은 부하의 공진주파수를 상승시키는 역할을 하여 상용주파수보다 높은 공진주파수를 갖는 부하에서만 효과가 있고, 샌디아 주파수 변동 방법은 NDZ가 수동법에 비해 ΔQ 에 대해서는 현저히 좁아지지만 ΔP 에 대해서는 효과가 없다. 그리고 능동 검출법의 공통적인 단점은 고립운전상태를 검출하기 위해서 정상상태에서도 인버터 출력전류에 변동을 주기 때문에 전류의 THD가 증가하고, 역률 또한 다소 감소한다. 또한 그림 7과 그림 10에서 보듯이 NDZ를 완전히 없앨 수는 없다.

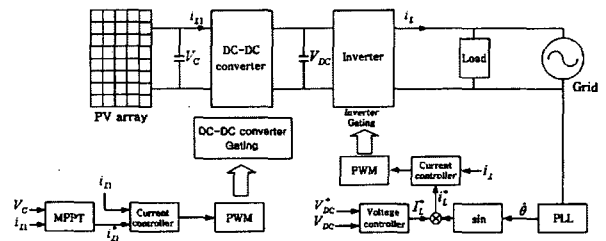


그림 13. PV시스템 블록다이어그램
Fig 13. Block Diagram of PV System

그림 13은 PV시스템 블록다이어그램이다. 계통연계형 인버터는 태양전지로부터 최대 전력을 발전하기 위해 제어되는 DC-DC 컨버터와 이 직류를 계통에 연계시키는 DC-AC 컨버터로 구성된다.

그림 13의 전체시스템 블록다이어그램에서 I_L^* 은 인버터 입력단 전압을 일정하게 제어하기 위한 전압제어기 출력으로서 인버터 전류 지령치의 크기이고, i_L^* 은 인버터 출력전류의 지령치이다.

본 논문에서 제안하는 방법은 정상상태에서는 인버터 출력전류의 기준치를 연계점 전압과 동상이 되도록 하여 THD가 증가하는 문제를 해결하면서, 고립상태가 발생하면 인버터 출력전류의 기준치를 전압에 비해 뒤지거나 앞서게 함으로써 결과적으로 연계점 전압의 주파수가 발산하게 하여 검출하는 방법이다.

제안한 고립운전 검출의 원리를 그림 14에 나타내었다.

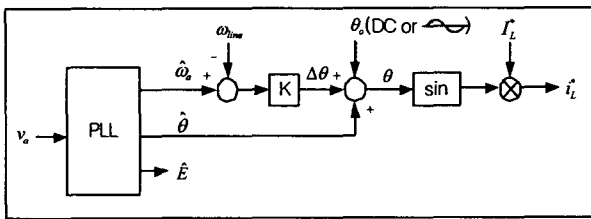


그림 14. 새로운 고립운전 검출 알고리즘
Fig 14. Novel Islanding Detection Algorithm.

여기서 $\hat{\omega}_a$, $\hat{\theta}$, \hat{E} 는 각각 연계점 전압 정보로부터 PLL을 거쳐 추정한 계통전압의 주파수, 위상, 전압의 실효치이며, ω_{line} 은 계통 주파수인 60[Hz]에 대응하는 각 주파수이다. 그러므로 PV인버터 출력지령전류는 식 (15)로 표현되고, 고립운전이 발생하게 되면 식 (16)의 $\Delta\theta$ 에 의해 인버터 출력지령전류는 앞서거나 뒤진 전류를 출력하게 된다.

$$i_L^* = I_L^* \sin(\hat{\theta} + \Delta\theta) \quad (15)$$

$$\Delta\theta = K(\hat{\omega}_a - \omega_{line}) \quad (16)$$

고립운전 상태가 발생되면 전류원 i_L^* 에 대하여 RLC병렬회로에 의한 연계점 전압은 식 (17)과 같다.

$$v_a = V_m \sin(\hat{\omega}_a t + \Delta\theta + \phi) \quad (17)$$

단, 여기서 $\phi = \tan^{-1}[R/(\omega_a L) - \omega_a C]$ 이다. 그런데, 연계점에서 검출되는 전압 위상 $\hat{\theta} = \hat{\omega}_a$ 이므로 $\Delta\theta + \phi = 0$ 이 된다. 따라서 $\Delta\theta = -\phi = \tan^{-1}[R \cdot (\omega_a C - 1/(\omega_a L))]$ 이 되므로 ω_a 대환 2차방정식으로 나타내면 식 (18)로 표현된다.

$$\hat{\omega}_a^2 - \frac{1}{RC} \cdot \tan(\Delta\theta) \cdot \hat{\omega}_a - \frac{1}{LC} = 0 \quad (18)$$

식 (18)을 $\tan(\Delta\theta)$ 에 관한 식으로 나타내면 다음과 같다.

$$\tan(\Delta\theta) = \frac{RC}{\hat{\omega}_a} \left(\hat{\omega}_a^2 - \frac{1}{LC} \right) \quad (19)$$

식 (19)에서 $\Delta\theta = 0$ 이면 $\hat{\omega}_a = \omega_o$ 이고, $\Delta\theta \neq 0$ 이면 $\hat{\omega}_a$ 가 발산되는데 그 방향은 $\Delta\theta$ 의 부호와 같다. 즉, $\Delta\theta = 0$ 이면 $\omega_a = \omega_o$ 이고, $\omega_o < \omega_{line}$ 이면 $\hat{\omega}_a < \omega_{line}$ 되고 $\Delta\theta < 0$ 이 되고

로 $\hat{\omega}_a \ll \omega_o$ 되어 계속 감소하고, $\omega_o > \omega_{line}$ 이면 $\hat{\omega}_a > \omega_{line}$ 되고 $\Delta\theta > 0$ 이 되므로 $\hat{\omega}_a \gg \omega_o$ 되어 계속 증가한다. 따라서 고립운전이 발생했을 때 추정 주파수가 계통 주파수보다 작으면 주파수는 점점 감소하며, 추정 주파수가 계통 주파수보다 크면 연계점 전압 주파수는 점점 증가한다.

그림 15는 $f_o < 60$ [Hz]인 경우, 고립운전이 일어났을 때 전류지령을 시뮬레이션을 통하여 비교한 것이다. (a)는 원래의 전류지령이고 (b)는 본 알고리즘을 사용했을 때 고립운전시의 전류지령의 변화를 나타내고 있다. (c)는 고립운전시 나타나는 변화를 원래의 전류지령과 비교한 파형이다.

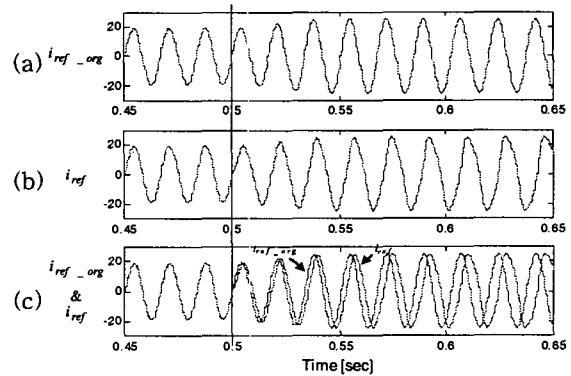


그림 15. 제안한 알고리즘 사용시 고립운전시 전류지령($f_o < 60$ [Hz])

Fig 15. Current Command for Proposed Method($f_o < 60$ [Hz]).

그림 15 (c)의 0.5초 이후의 정현파에서 왼쪽은 원래의 전류지령이고, 오른쪽은 실제 전류 지령이다. 고립운전시 상용 주파수인 60[Hz]보다 낮은 주파수를 갖는 LC부하인 경우 위상이 뒤진 전류지령을 출력하게 된다. 이 때, 가속이득인 K의 영향으로 주파수는 계속 하강하게 되고 PV인버터에서는 고립운전으로 판단하여 PV시스템을 차단하게 된다.

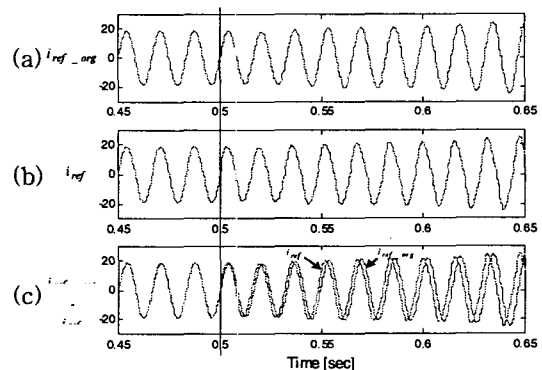


그림 16. 제안한 방법 사용시 전류지령($f_o > 60$ [Hz])

Fig. 16. Current Command for Proposed Method($f_o > 60$ [Hz]).

그림 16 (c)의 0.5초 이후 정현파에서 오른쪽은 원래의 전류지령이고, 왼쪽은 실제 전류지령이다. 고립운전시 상용주파

수인 60[Hz]보다 높은 주파수를 갖는 LC부하인 경우 위상이 앞선 전류지령을 출력하게 된다. 이 때, 가속이득인 K의 영향으로 주파수는 계속 증가하게 되고 PV인버터에서는 고립운전으로 판단하여 시스템을 차단하게 된다.

그림 17은 제안한 알고리즘을 적용하여 표 1의 조건 각각에 대하여 고립운전 현상을 시뮬레이션 한 결과이다.

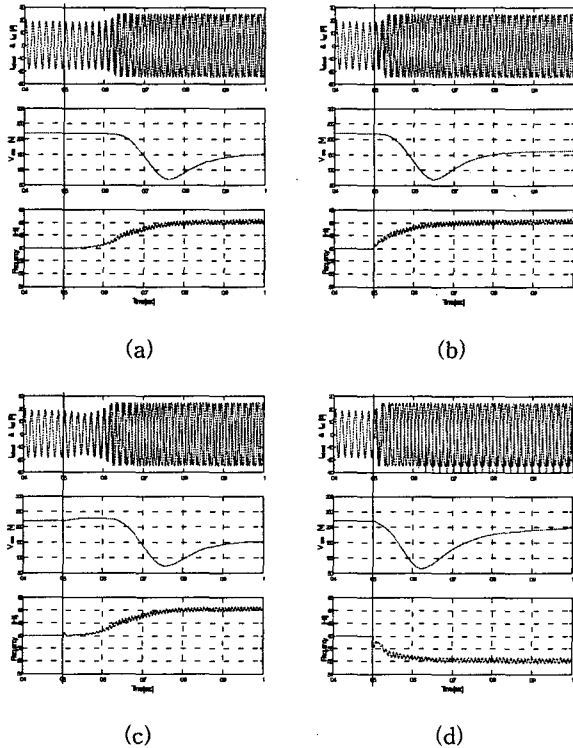


그림 17. 제안한 방법 사용시 고립운전 시뮬레이션
Fig. 17. Simulation of Islanding Phenomena for Proposed Method.

(a)의 경우는 $\Delta P = 0$, $\Delta Q = 0$ 인 경우로서 수동법에서는 전압이나 주파수가 전혀 변동이 없기 때문에 검출 불가능 조건이었으나 본 논문에서 제안한 방법은 주파수가 64[Hz]로 증가하기 때문에 쉽게 검출할 수 있다. (b)는 $\Delta P = 0$, $\Delta Q > 0$ 인 경우에 $f_o = 60.3$ [Hz]이면 수동검출법인 경우 60.3[Hz]는 정상 주파수 범위로 간주되기 때문에 고립운전으로 판정할 수 없지만 제안한 방법에 의하면 연계점의 주파수가 64[Hz]로 증가하여 검출가능하다. (c)는 $\Delta P < 0$, $\Delta Q = 0$ 인 경우이고, (d)는 $\Delta P > 0$, $\Delta Q < 0$ 인 경우로서 역시 수동법에서는 검출할 수 없었으나 제안한 방법에 의하면 주파수가 각각 64[Hz], 56[Hz]가 되어 검출이 가능하다.

3. 결 론

본 논문에서는 우선 계통연계형 태양광 발전 시스템에서 계통이 차단되었을 때 이를 검출하는 고립운전 검출법으로서

기존의 수동검출법과 능동검출법에 대하여 비교 분석하였다. 수동검출법의 경우 IEEE 929-2000에서 규정한 정상 전압 범위(193.6~242.0[V])와 허용 주파수 범위(59.3~60.5[Hz]) 때문에 고립운전이 발생되더라도 이를 검출할 수 없는 영역, 즉, NDZ가 존재한다.

능동검출법의 주파수 바이어스 방법과 주파수 점프 방법은 부하의 공진주파수가 계통의 주파수인 60[Hz]보다 높은 경우에는 검출이 가능하지만 낮은 주파수를 갖는 부하인 경우에는 검출이 어려움을 확인할 수 있었다. 그리고 SFS방법은 부하의 공진주파수가 높거나 낮은 경우 즉, $\Delta Q \neq 0$ 인 경우에만 검출이 가능함을 확인할 수 있었다.

능동검출법 중에서 주파수 바이어스 방법이나 주파수 점프 방법은 수동법과 비교할 때 NDZ의 크기는 변하지 않으면서 ΔQ 축의 양의 방향으로 NDZ가 이동한다. 샌디아 주파수 변동 방법은 ΔQ 에 대해서는 NDZ가 현저히 줄어드는 반면에 ΔP 에 대해서는 효과가 없지만 고립운전 방지를 위한 능동검출법 중에서 SFS방법이 비교적 효과적임을 확인할 수 있었다.

능동검출법 중에서 주파수 바이어스 방법과 주파수 점프 방법의 단점은 정상상태에서 인버터 출력전류의 THD가 증가하며, 역률이 다소 감소하고, 샌디아 주파수 변동 방법은 부하의 공진 주파수가 상용주파수 보다 낮은 경우는 고립운전이 발생하게 되면 PV 인버터 출력전류가 심하게 왜곡된 전류를 부하로 공급함으로써 부하에 영향을 줄 수도 있다는 점인데 이를 해결하기 위한 새로운 주파수 변동 방법을 제안하였다.

연계점 전압의 주파수가 계통주파수와 같으면 인버터 출력전류의 지령치를 연계점 전압과 동상으로 하여 정상상태에서의 단점을 극복하였으며, 고립운전이 발생되면 전류지령치의 위상을 점점 뒤지거나 앞서게 함으로써 결과적으로 연계점 전압 주파수가 발산하도록 하는 방법이다. 제안한 방법을 적용하여 수동검출법에서 검출 불가능했던 조건들에 대해 고립운전현상을 시뮬레이션한 결과 극단적인 경우인 $\Delta P = 0$, $\Delta Q = 0$ 인 조건에서도 주파수가 64[Hz]로 증가하여 쉽게 검출할 수 있음을 보였다. 또한, 본 논문에서 제안한 알고리즘을 사용하였을 경우에는 NDZ가 NDP(non-detection point)로 되어 하나의 점으로 나타남을 알 수 있다.

본 논문에서 제안한 새로운 주파수 변동 방법에 의한 고립운전 검출법은 태양광 발전 시스템뿐만 아니라 다양한 분산전원의 고립운전 검출에도 적용할 수 있다.

감사의 글

본 연구는 산업자원부의 지원에 의하여 기초전력연구원(R-2002-B-051) 주관으로 수행된 과제임

참 고 문 헌

[1] M. E. Roop, M. Begovic, A. Rohatgi, "Analysis and

Performance Assessment of the active Frequency Drift Method of Islanding Prevention”, IEEE Transactions on Energy Conversion, Vol. 14, No. 3, pp. 810-816, 1999.

- [2] Evaluation of Islanding Detection Methods for Photovoltaic Utility interactive Power Systems, IEA-PVPS Report, IEA-PVPS T5-09: March 2002.
- [3] IEEE Std. 929-2000, IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic(PV) Systems, Sponsored by IEEE Standards coordinating Committee 21 on Photovoltaics, Published by IEEE, New York, NY, Apr. 2000.
- [4] Hiromu Kobayashi, Kiyoshi Takigawa, "Statcal Evaluation of Optimum Islanding Preventing Method for Utility Interactive Small Scale Dispersed PV systems", Proceedings of the IEEE World Conference on Photovoltaic Energy Convesion (1994), pp. 1085-1088, 1994.
- [5] Kobayashi. H., Takigawa. K., Hashimoto. E., "Method for Preventing Islanding Phenomenon on Utility Grid with a Number of Small Scale PV systems", Twenty Second IEEE PVPS, pp. 695-700, 1991.
- [6] Kiyoshi Takigaya, Hiromu Kobayashi, "Development of Compact and Reliable Protective Control Unit for Grid Connected Small Residential Systems", 7th International Photovoltaic Science and Engineering Conference, pp.491-492
- [7] G. Kern, "SunSine300: Utility Interactive AC Module Anti-Islanding Test Results", Proceedings of the 1997 IEEE Photovoltaic Specialists Conference, Anaheim, CA.
- [8] 김용균, 최종우, 김홍근, "계통연계형 태양광발전 시스템의 위상동기화를 위한 디지털 PLL". 전기학회 논문지 53권 9호, pp. 562-568, 2004.
- [9] 은석준, 최종우, 김홍근, "태양광발전 시스템의 단독운전 검출법 비교", 전력전자 하계학술 대회 논문집, pp. 92-96, 2004. 7.

저 자 소 개

은 석 준(殷碩駿)

1973년 6월 13일생. 2000년 경일대학교 공대 전기공학과 졸업 2005년 경북대학교 대학원 전기공학과 졸업(석사)



김 흥 근(金興根)

1956년 4월 24일생. 1980년 서울대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1982년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1988년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1990년 ~1991년 미국 Univ. of Wisconsin 방문연구 교수. 현재 경북대학교 전자전기공학부 교수.



최 종 우(崔鐘宇)

1969년 2월 25일생. 1991년 서울대 공대 전기공학과 졸업(학사). 1993년 동 대학원 전기공학과 졸업(석사). 1996년 동 대학원 전기공학과 졸업(공학). 현재 경북대학교 전자전기공학부 부교수.



이 동 춘(李東椿)

1985년 서울대 전기공학과 졸업. 1993년 대학원 전기공학과 졸업(공학). 1987년~1988년 대우중공업 중앙연구소 주임연구원. 1998년 미국 Texas A&M Univ. 방문연구 교수, 2004년 미국 Univ. of Wisconsin 방문연구 교수, 현재 영남대 전기공학과 부교수

